Technical Reports

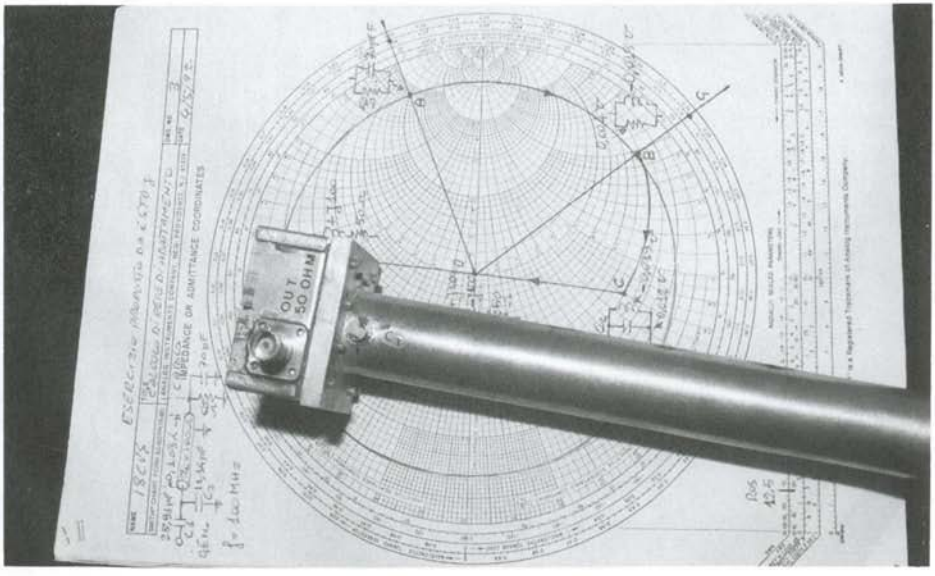
Editor: Rainer Bertelsmeier, DJ9BV

Cavity Preamplifier for 144MHz using a Power GaAs-FET

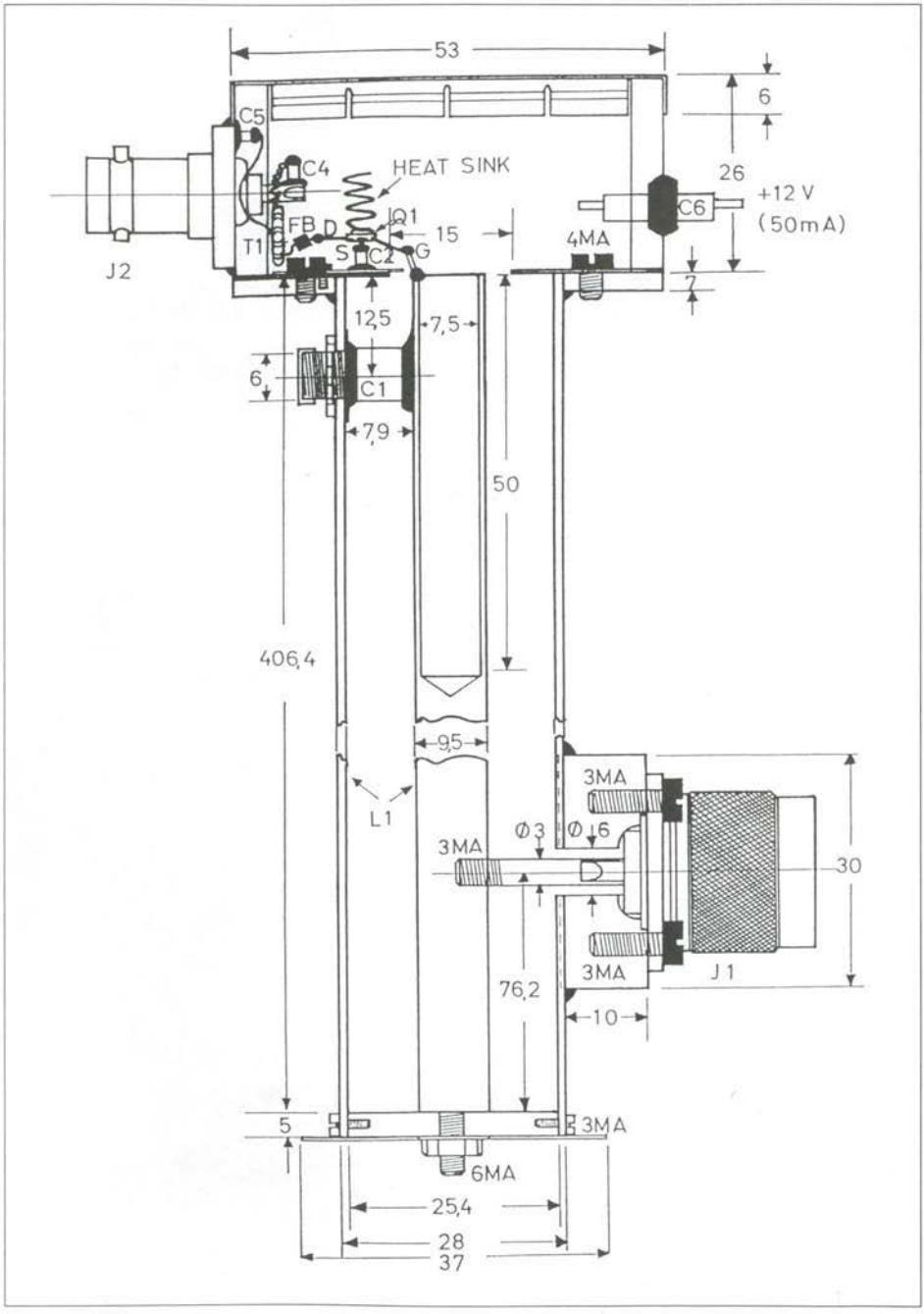
Domenico Marini, I8CVS

Piero Moroni, I5TDJ

Abstract: Extremely low NF, very high gain and good level IP can all be obtained at 144 MHz using GaAsFET designed for 10 GHz power amplifiers. This unexpected effect was discovered, when WB5KGL needed a high dynamic range preamp, hoping that power FET would be able to handle the strong local signals. The same results were obtained by WA5VJB and WD5AGO and respectively described in (1) and (2).



Cavity Preamp


53
6
26
C5
C4
HEAT SINK
+12 V
(50mA)
C6
FB
D
Q1
15
4MA
T1
S
C2
G
J2
7
12,5
7,5
6
C1
7,9
50
406,4
9,5
3MA
L1
Ø3
Ø16
3MA
30
3MA
J1
76,2
10
5
3MA
6MA
25,4
28
37

Figure/Abb. 1

This prototype was designed by the authors following the WD5AGO idea and it exhibited a NF of 0,22 dB with an associated gain of 25 dB during the official NF measurements at the Eighth Technical Symposium in Orvieto (Italy). All the measured parameters are listed in Table 1.

Kurzfassung: Ein sehr niedrige Rauschzahl, hohe Verstärkung und ein hoher Interzept-Punkt können bei einem Vorverstärker auf 144MHZ erreicht werden, wenn als aktives Element einen Leistungs-GaAs FET benutzt wird. Dieser Effekt wurde von WB5KGL beim Experimentieren entdeckt. In der Folge haben WA5VJB ([1]) und WD5AGO ([2]) entsprechende Schaltungen beschrieben.

Introduction

This cavity preamplifier uses a MGF-1801, a device designed to develop 150 mW at 10 GHz; but a MGF-2116 can be used with similar results. The measured NF for those devices was below 0,25 dB with 28 dB gain and -5,5 dBm input IP_3, a worthwhile improvement over the measured -11dBm input IP_3 of the smaller 10 mA drain MGF-1302 (0,35 dB NF and 25 dB gain).

Einführung

Der Vorverstärker mit einem Viertelwellenresonator im Eingang benutzt einen MGF-1801 oder MGF-2116 Leistungs GaAs-FET. Die Rauschzahl ist ca. 0,25dB bei einer Verstärkung von 28dB und einem Eingangs-IP von -5,5dBm. Bestückt man den gleichen Verstärker mit einem MGF-1302, kann man eine Verstärkung von 25dB, eine Rauschzahl von 0,35dB und einen Eingangs-IP von -11dBm erreichen.

Circuit Description

The resonant circuit L1 in Fig. 1, is a quarter wave cavity tunable to 144 MHz by C1. The ratio between the outside and inside diameters of the copper tubes making the coaxial cavity, gives a $Zo=138\log_{10}(25,4/9,5)=59$ ohm.

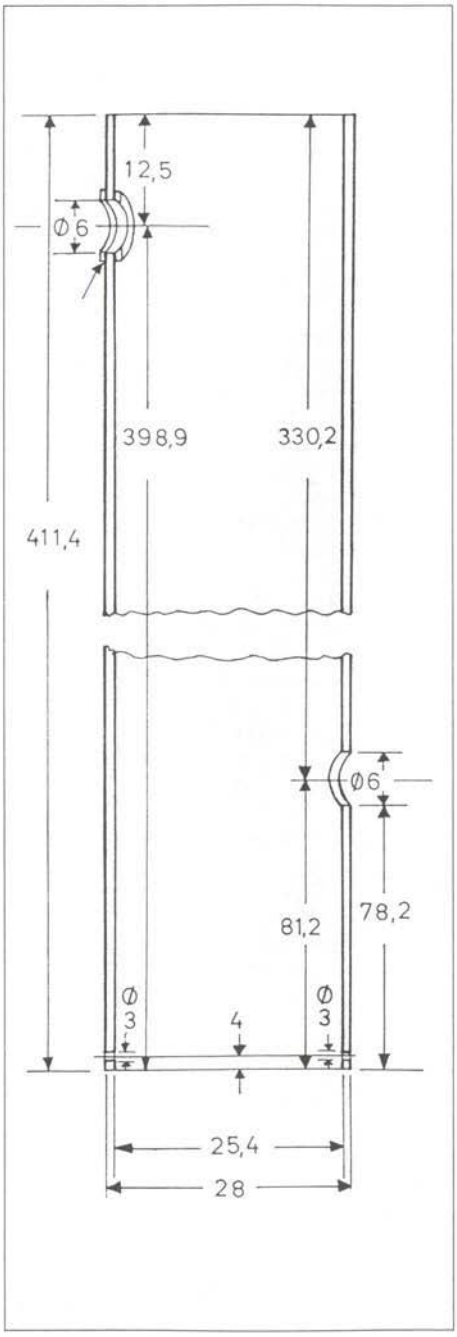
The antenna input is connected to a low impedance point of the cavity inner line to transform 50 ohm to that required by Q1 to give the lowest NF. This point has been experimentally found since manufacturers don't provide S-parameters at 144 MHz for 10 GHz devices.

The cavity bottom is a short circuit and so the current is maximum at this point. To prevent losses here, the electrical contact all around between the inner and outer copper tubes must be made with the lowest possible resistance. For this reason, all the cavity parts are made of copper, lathe-machined with high accuracy, silver plated and then bolted together. Mechanical contacts like these, have less resistance than tin soldered connections.

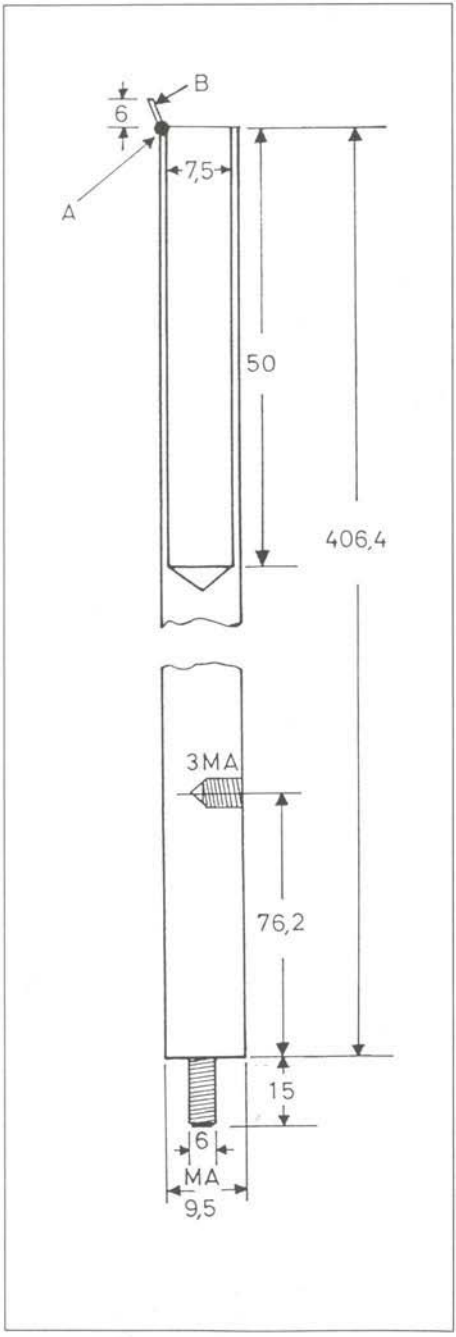
At the open end of the cavity the voltage is maximum and C1 must be a low loss (high Q) 10 pF Airtronic capacitor; those of the 5750 series are recommended. C1 is soldered to L1 using Alpha type 2% silver tin. To easily solder C1 to L1, the upper part of L1 inner rod is internally drilled to a 7,5 mm diameter (Fig. 3), thus reducing its mass to prevent the heat to sink through the copper. When soldering C1 to L1, avoid to excessively heat C1, otherwise it will fall apart. Piston capacitors are rather delicate and tend to do that.

Fig. 3 shows a very small, 6 mm long,copper strip. It is hard soldered with silver alloy to L1 in (A). Q1 gate must be soldered to this strip, using standard tin alloy. Fig. 2 shows the outer cavity tube to house both C1 and the flange of the N-male input connector. Fig. 4 shows the drilling layout of the bottom of a Teko 53x48x26 metal box which contains the amplifier components; holes are corresponding to those of the upper cavity flange (Fig. 5), where it is to be placed.

C2, C3, R1, L_S and Q1 must be mounted on a small piece of flat, 0,5 mm thick, silver plated copper strip (D in Fig. 4),cut to 25x15 mm. Drill the two holes as shown, tap two 3 mm holes on the cavity upper flange (Fig. 5) and then bolt it there. This plate allows to easily mount those components without overheating them. Fig 5 shows the upper copper flange which is hard soldered with silver alloy to the outside tube of the cavity. A copper bushing to house the input N connector is detailed in Fig. 6. It must be hard soldered with silver alloy to the external wall of the outer cavity tube. Dimensions E and F (Fig. 6) change with the type of the available connector and they must be determined accordingly. A 3 mm diameter copper rod to join the N connector central pin to L1 inner line is shown in Fig. 8. It is 3MA threaded at the L1 side and the other end is soldered to the N connector central pin using 2% silver tin.

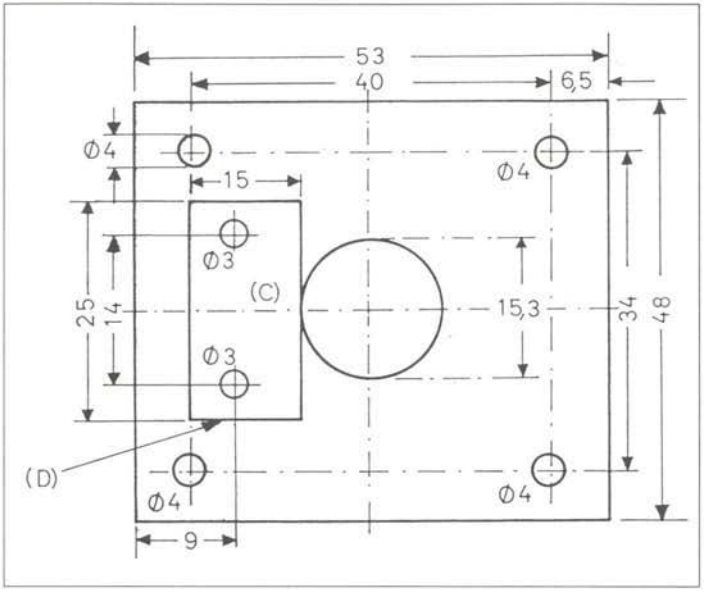


Figure/Abb. 2



Figure/Abb. 3

Fig. 9 shows the general layout of the most important components on the bottom side of the Teko metal box bolted on the cavity top. In place of chip capacitors, it is better to use trapezoidal capacitors since the former break easily if a minimum bending force is applied. This layout is for a MGF-1801.



Figure/Abb. 4

Schaltung

Der Eingangskreis (Abb. 1) besteht aus einem Viertelwellen-Koaxialkreis, der mittels C1 abgestimmt wird. Die Impedanz der Leitung beträgt 59Ω.

Die Antenne wird an eine Anzapfung angeschlossen. Diese wurde experimentell bestimmt, um die niedrigste Rauschzahl zu erreichen.

Das kalte Ende der Koaxialleitung wird kurzgeschlossen. Um Verluste zu minimieren, ist dieser Kurzschluß als Verschraubung ausgelegt.

Am 'heißen' Ende der Leitung dient C1 zur Abstimmung. Um die Leerlaufgüte zu maximieren, wird an dieser Stelle der Typ 5750 von Airtronic mit einer Leerlaufgüte von ca. 5000 verwendet. C1 wird mit silberhaltigem Lötzinn (2% Ag) auf L1 gelötet. Der obere Teil von L1 ist auf 7,5mm aufgebohrt. Diese Trimmer sind sehr hitzeempfindlich. Darum muß er mit größter Sorgfalt eingelötet werden.

Abb. 3 zeigt die Gate-Anschlußfahne, die an L1 mit Hartlot angelötet wird. Die Gate-Fahne kann dan mit Weichlot daran angelötet werden.. Abb.2 zeigt die 'Cavity'. Abb. 4 zeigt das Bohrschema für das Teko-Gehäuse (53x48xy26mm), das auf die 'Cavity' aufgeschraubt wird.

C2, C3, R1, Ls und Q1 werden auf einen kleinen, versilberten Kupferstreifen mit 0,5mm Dicke aufgelötet (Teil D in Abb. 4). Die Abmessungen betragen 25x15mm. Diese Montageplatte wird an die 'Cavity' angeschraubt (Abb. 5). Die Montageplatte dient gleichzeitig zur Wärmeableitung. Abb. 5 zeigt den oberen Flansch aus Kupfer, der an das Außenrohr hart verlötet wird. Die Befestigung der N-Eingangsbuchse geht aus Abb. 6 hervor. Wenn man andere Buchsen verwenden will, ändern sich die Maße E und F. Abb. 8 zeigt die 3mm Verbindungsleitung. Sie hat ein M3-Gewinde für L1 und wird an der anderen Seite auf den Mittelleiter der N-Buchse festgelötet.

Abb. 9 zeigt das Layout der Teile für den Ausgangskreis für den MGF-1801. Trapezkondensatoren eignen sich besser als Chip-Kondensatoren, da sie eine höhere mechanische Beanspruchung aushalten.

TESTING THE CAVITY

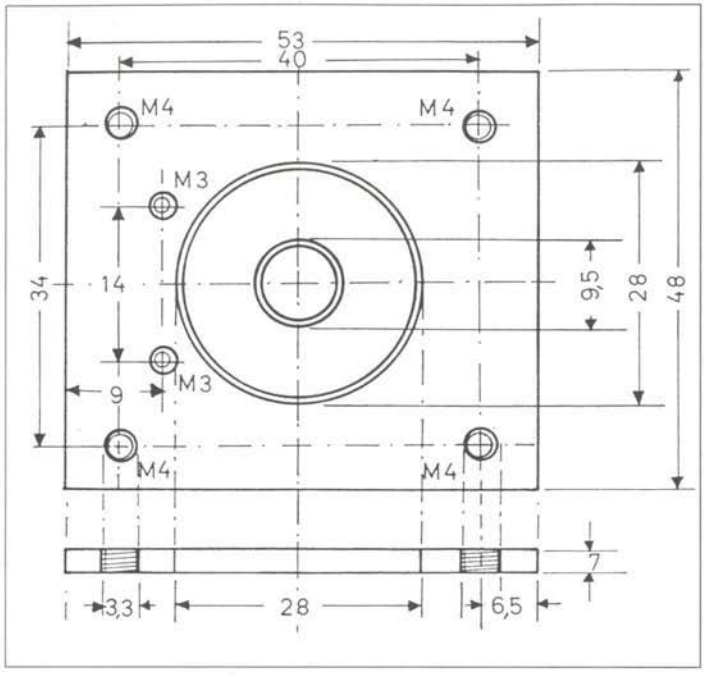
After C1 has been soldered (Fig, 1), make a small, about 1 pF, capacitor twisting together two small pieces of insulated wire. Connect one terminal of this capacitor to a grid-dip-meter and the other one to L1,point (B) of Fig. 3. Q1 must be disconnected: perform this test before connecting it. Set the g-d-m frequency to 144 MHz;rotating C1, a sharp dip must be noticed on the g-d-m. If not, C1 has

been damaged during soldering and must be replaced.

Test des Eingangskreises

Nachdem man C1 eingelötet hat, testet man den Eingangskreis mit einem Dip-Meter. Dazu macht man einen kleinen Testkondensator aus verdrilltem, isoliertem Draht, der an Punkt B und an das Dip-Meter angeschlossen wird. Q1 ist nicht angeschlossen. Es muß ein sehr scharfer Dip auf 144Mhz zu erzielen sein. Andernfalls ist C1 defekt.

Figure/Abb. 5



IMPEDANCE MATCHING AND STABILITY

Using power GaAsFETs of the MGF-1801 family, we got a low NF and a fairly good IP. The 4:1 transformer on the drain gives a too high load impedance for MGF-1801 and MGF-2116 working at high current. Due to this high impedance drain load, the MGF-1801 goes very early into voltage and current limiting giving an IP_3 of - 10 dBm. Following DJ9BV suggestions[1], the 4:1 transformer leads were simply reversed to get a 12.5 ohm load for the drain. This modification gave an IP_3=-9 dBm, K>1, S_{22}>30 dB; the drain FB was no longer necessary. Thinking that the drain transformer core could produce some intermodulation due to the high current in its windings, it was replaced by a low ohmic resistance 0.56 µH Delevan choke. The drain load is now 50 ohm and the IP3 improved to -5.5 dBm (Fig. 10).

In order to get a K factor > 1, as per DJ9BV suggestion, an output diplexer was added. The preamplifier is stable and does not oscillate with the input open. Moreover, checking its response from 144 through 1300 MHz by a spectrum analyzer and tracking generator, we observed (photo 6) several frequencies with a 10 dB gain without the diplexer (due to the input cavity multiple modes). With the diplexer (photo 7), the maximum level of the extra responses went down to -10 dB or 35 dB below the wanted 144 MHz signal.

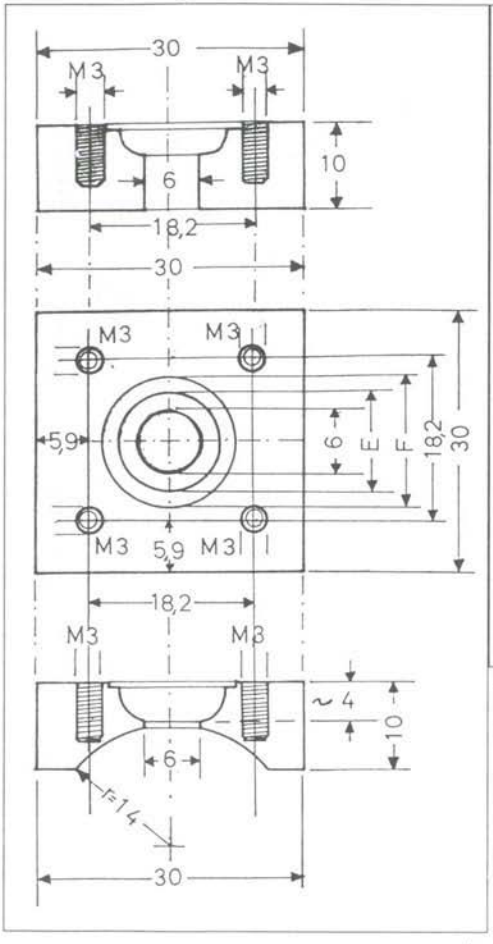
Replacing the MGF-1801 with a MGF-2116 ,an IP3 of -7 dBm with an associated 0,25 dB noise figure and 28 dB gain is obtainable.

The lowest NF of 0.25 dB at 144 MHz, for this 10 GHz power GaAs FET device occurs at an I_{DS} ranging from 95 to 100 mA. Fig. 1 shows both the noise figure NF and the associated gain G_A versus I_{DS}.

Since the device is biased at 5.6 V and 100 mA, the optimum drain load is around 40Ω; therefore

1 *Borrowed from John Regnault, G4SWX*

Figure/Abb. 6

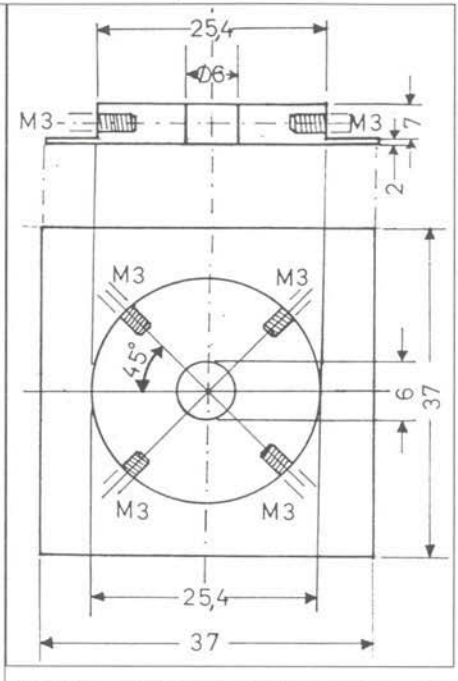


an output transformer is not necessary to match the drain to 50Ω. The drain is powered by a 0.56 µH choke.

Since the device drains 400 mW, an I_{DS} in excess of 100 mA is not recommended for the device safety. Heat sinking has been provided in the same way as for the MGF-1801 circuit.

The MGF-2116 source is electrically connected to the case flange and must be insulated from ground; it is fastened, using two 1 mm screws, to a U shaped 3.5 mm wide silver plated copper supporting strip (Photo 3).

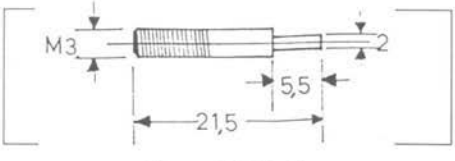
Figure/Abb. 7



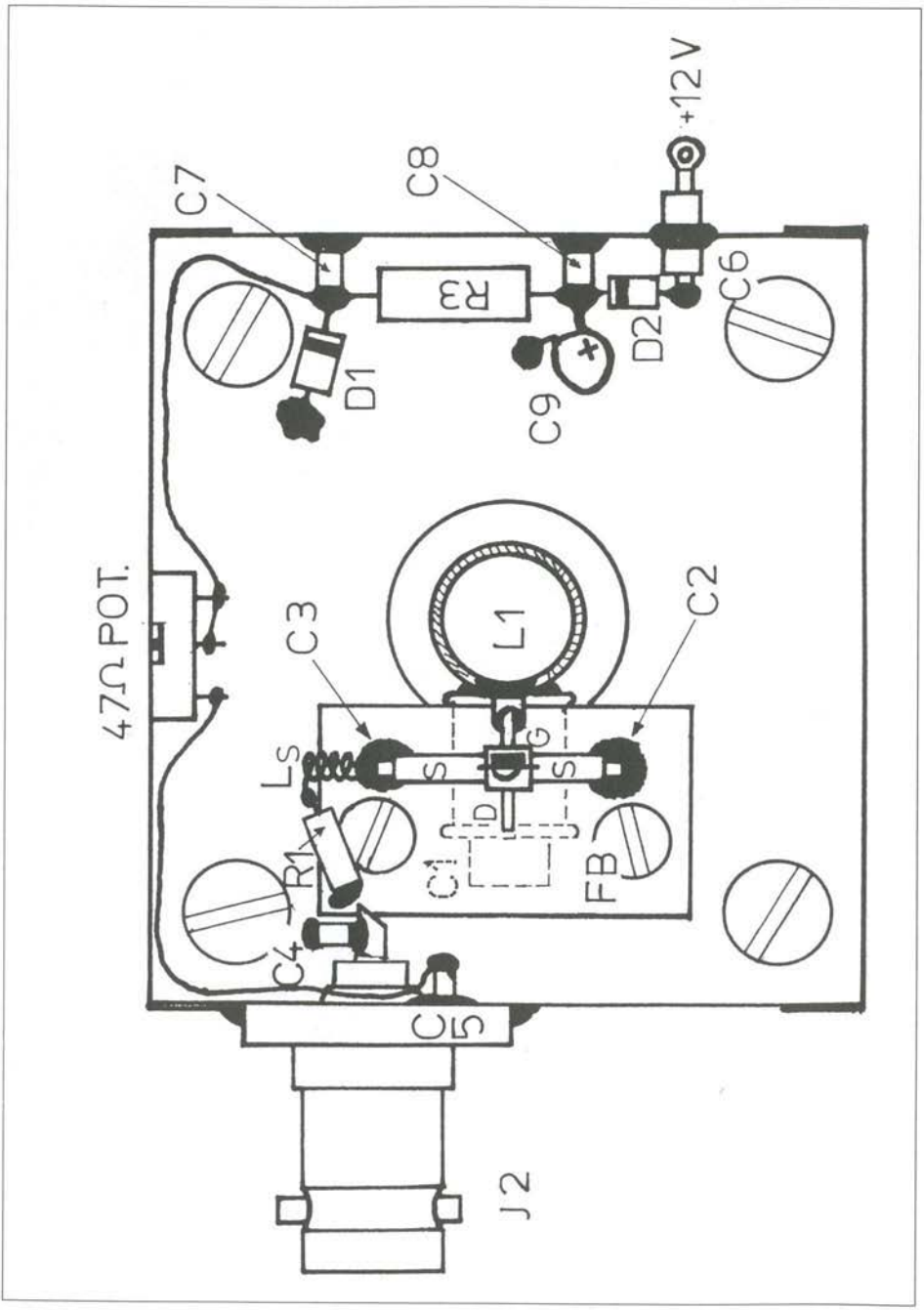
This strip, which adds a small source inductance L_S, is soldered to the two trapezoidal source bypass capacitors C2 and C3.See fig. 2.

R1 is a 22Ω resistor, but a combination of a 10Ω resistor in series with a 50Ω potentiometer could be used in order to adjust I_{DS} for the lowest NF, while trimming R2 as well.

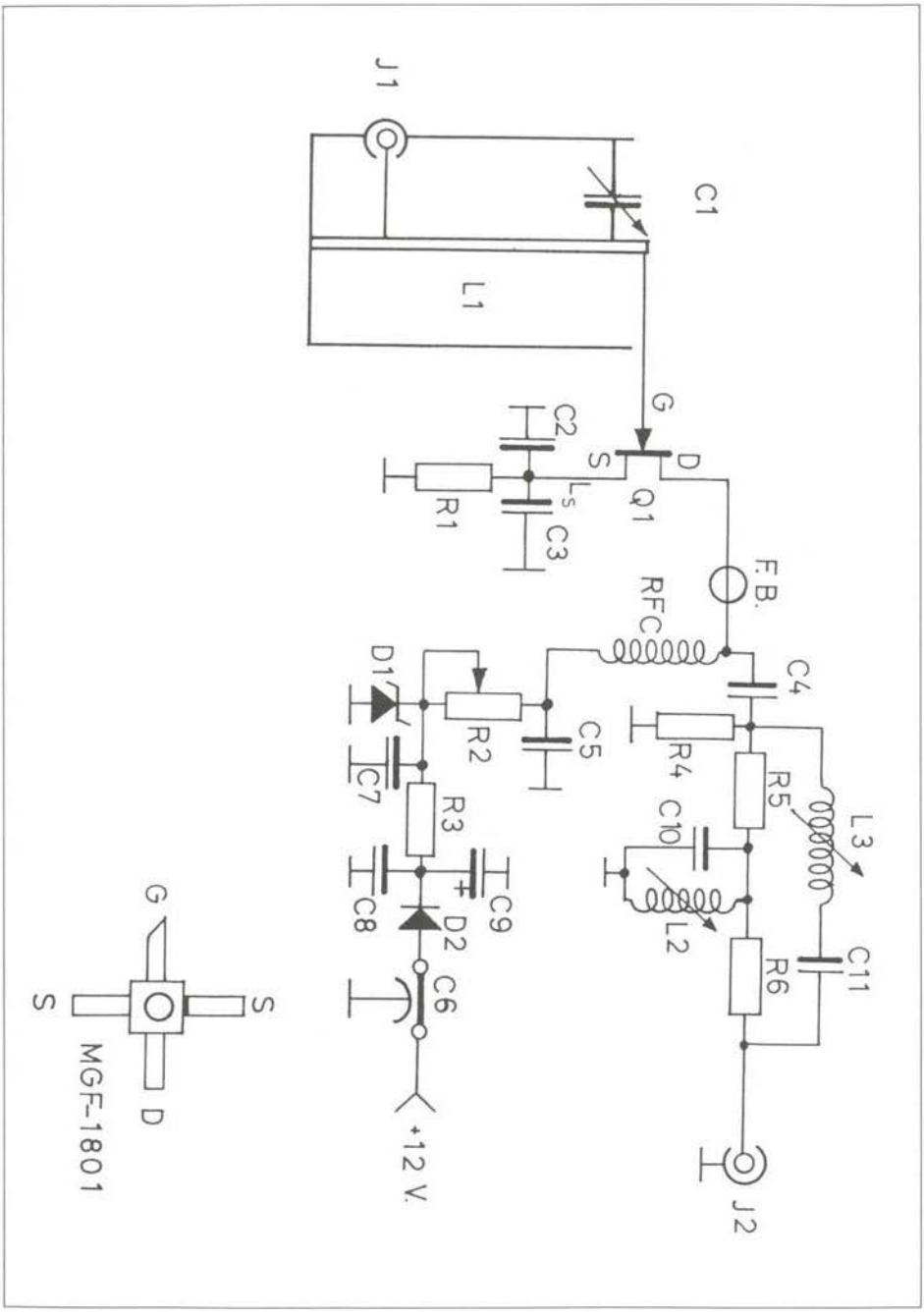
D1 must be changed to a 10W/5,6V zener diode; three 2W resistors, one of 150Ω and two of 330Ω respectively, have been added in parallel to the original R3 to supply the extra needed current. The circuit draws a steady 140 mA current even rotating R2 through its range since D1 sinks the current which does not go into the drain. To measure I_{DS} it is necessary to disconnect R2 from T1.



Figure/Abb. 8



Figure/Abb. 9



Figure/Abb. 10

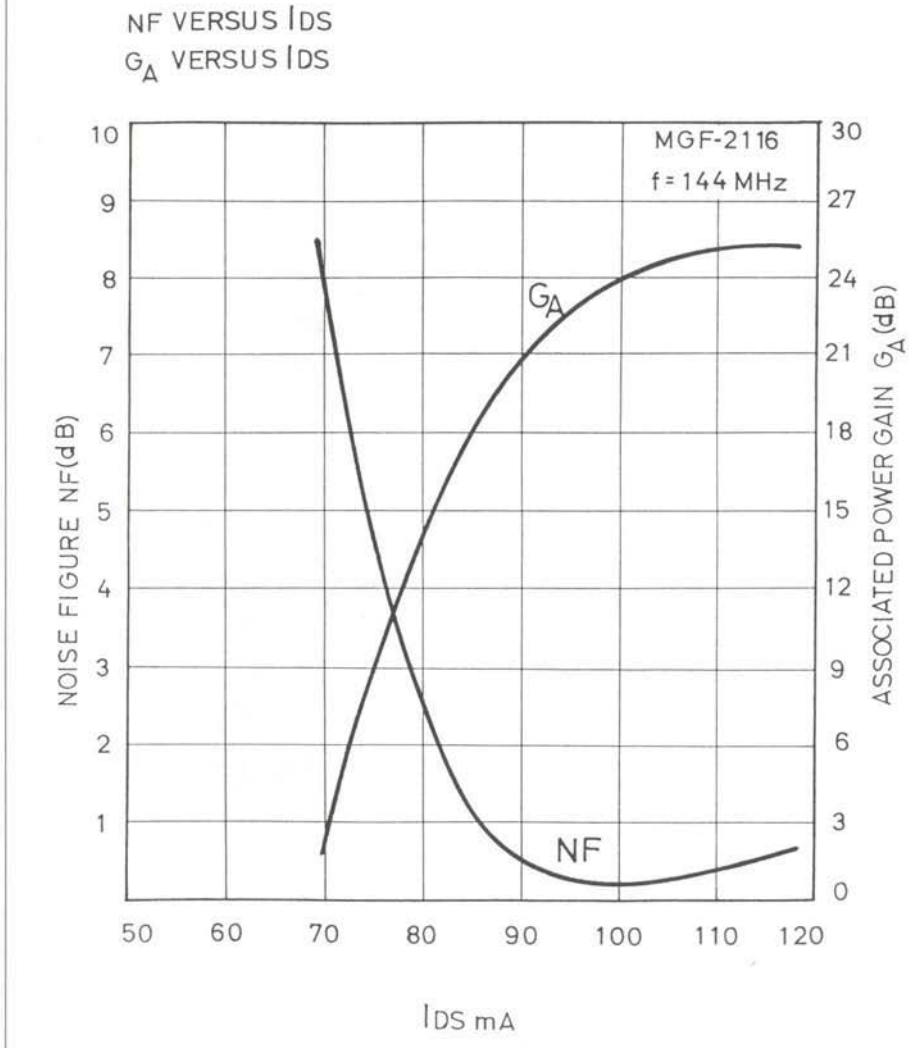

NF VERSUS IDS
GA VERSUS IDS
MGF-2116
f = 144 MHz
GA
NF
NOISE FIGURE NF(dB)
ASSOCIATED POWER GAIN GA(dB)
IDS mA
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
30
27
24
21
18
15
12
9
6
3
0
50
60
70
80
90
100
110
120

Fig. 11

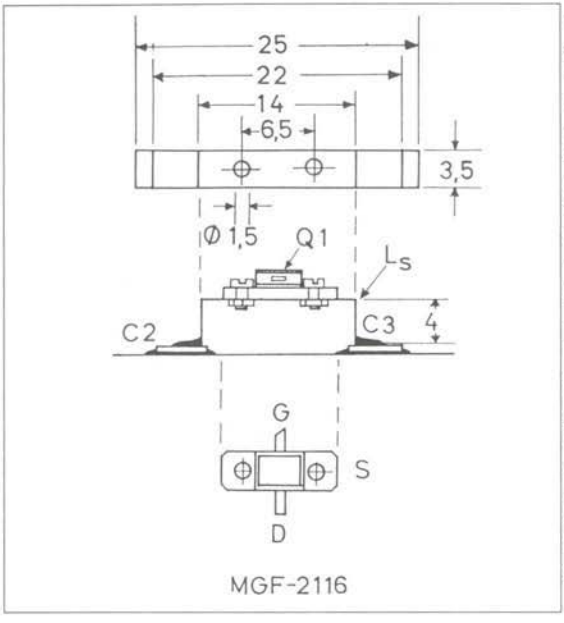


Fig. 12

The outside diameter of the cavity inner conductor can be reduced to 8 mm to bring the impedance to 70Ω in the hope to further reduce its losses. The output diplexer has also been added.

Stabilität und Ausgangskreis

Das Hauptproblem, um mit Power Gas-FET's hohen IP und Stabilität zu erreichen, ist eine geeignete Dimensionierung des Ausgangskreises. Ursprünglich wurde ein 4:1 Transformator im Ausgang verwendet. Mit diesem ergab sich eine gute Rauschzahl und ein brauchbarer Eingangs-IP. Allerdings gehen die FET's MGF-1801 und MGF-2216 wegen ihres hohen Stroms und der hohen Lastimpedanz von nominell 200Ω in Sättigung. Der IP war nur -10dBm. Nach Vorschlägen von DJ9BV wurde zunächst ein 1:4 Transformator eingesetzt, um den IP zu verbessern. Mit dieser Lastimpedanz von 12,5Ω ergab sich ein IP von *-9dBm.* Dann wurde nach seinem Vorschlag ein Diplexer direkt am Drain angeschlossen. Die Gleichspannungszuführung wird über eine 0,56µH Drossel vorgenommen. Damit ergibt sich ein Eingangs-IP von -5,5dBm bei einer Lastimpedanz von 50Ω. Außerdem ist der Ausgangs-Rückflußdämpfung nun besser als 30dB und K ist größer als 1. Selbst bei offenem Eingang ist im Unterschied zu den anderen Schaltungsvarianten keine Schwingneigung festzustellen. Im Frequenzgang sind alle Spitzen (Foto 6) verschwunden und sind mit Diplexer mehr als 35dB unterdrückt (Foto 7).

Benutzt man an stelle des MGF-1801 einen MGF-2116 ergibt sich ein IP von -7dBm bei 28dB Verstärkung und 0,25dB Rauschzahl. Abb. 11 zeigt den Zusammenhang zwischen Drainstrom und Rauschzahl. Für den Arbeitspunkt Uds=4V und Id=100mA ist die optimale Lastimpedanz für maximale Ausgangsleistung ca. 40Ω. Der Lastwiderstand von 50Ω wird ohne Transformation auf den Drainanschluß geführt. Der Diplexer sorgt für alle Frequenzen außerhalb der Betriebsfrequenz für einen sauberen Abschluß. Damit können keine Resonanzen entstehen. Um die Verlustleistung nicht zu überschreiten, soll der Strom auf 100mA begrenzt bleiben.

Die Source des MGF-2116 ist mit dem Gehäuse verbunden. Dieses muß von Masse isoliert werden. Daher wird es mit zwei 1mm Schrauben auf ein 3,5mm breites Kupferband befestigt (Photo 3). Dieses Blech wird dann auf die beiden Chip-C's gelötet (Abb. 2).

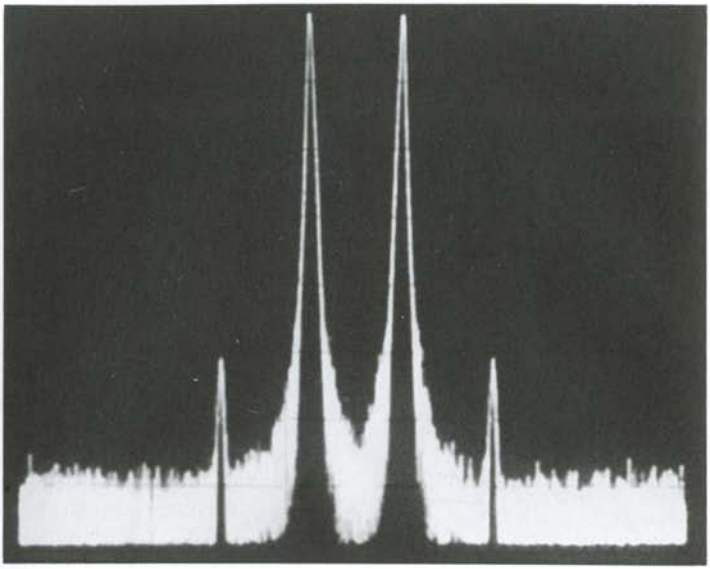
R1 ist ein 22Ω Widerstand. Er kann durch einen 10Ω Widerstand in Serie mit einem 50Ω Potentiometer ersetzt werden, um den Drainstrom auf 100mA einregeln zu können. D1 ist eine 5,6V Znerdiode. Der gesamte Strom ist 140mA.

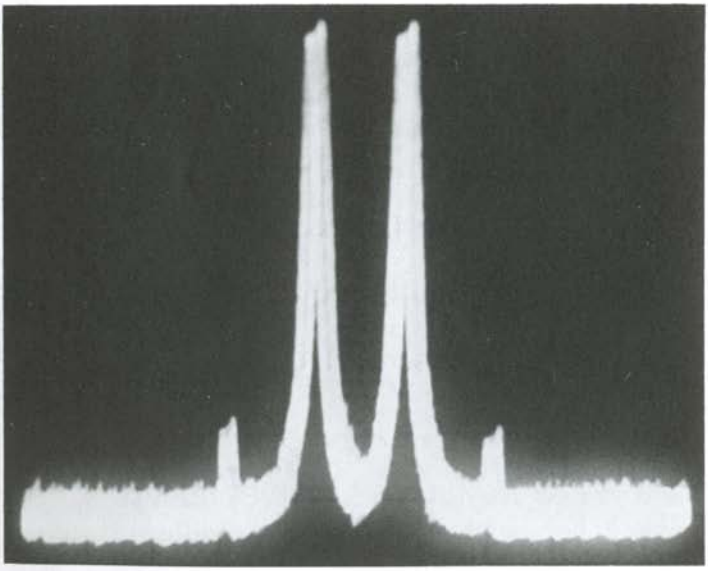
Der Durchmesser des Innenleiters der koaxialen leitung kann auf 8mm verringert werden, um die Impedanz auf 70Ω zu bringen. Das kann die Eingangsverluste noch weiter verringern.

POWER SUPPLY

The dropping resistor R3 and zener diode arrangement has just worked fine. With a fine adjustment of the drain voltage by R2, or of the source bias resistor R1 value, it is usually possible to improve the NF by quite few tenths of dB. Please do not use

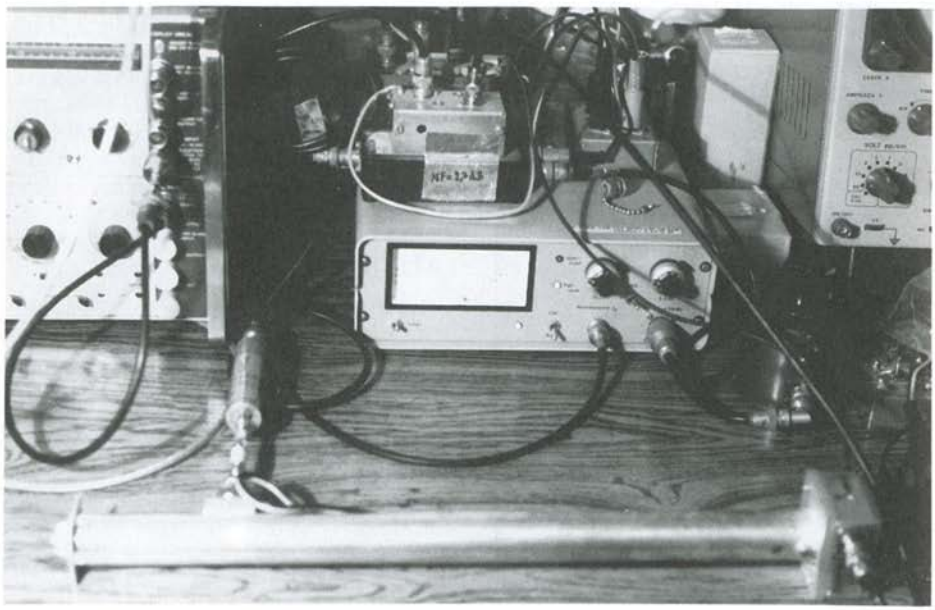
IMD Performance of MGF-1302 Amp (50dB down @ -37dBm input)

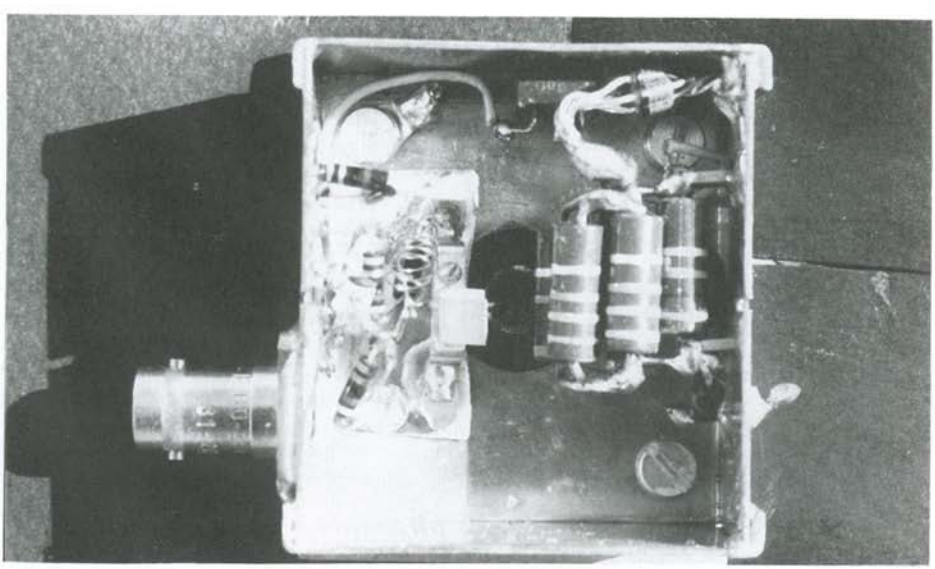




IMD-Performance of MGF-2116 Amp (60dB down @ -37dBm input)

Cavity Preamp (Close View)





Noise Figure Measurement Setup

Table 1: Parts List		
No.	C	Value
C1	1	1...10pF Tekelc Airtronic 5750
C2,3	2	Chip or Trapez 470p
C4,5	2	Chip or Trapez 1000p
C6	1	1n F.T.
C7,8	2	100n Chip
C9	1	100uF/35V Tant
C10	1	NP0 47p
C11	1	NP0 12p
R1	1	18 or 22Ω
R2	1	47Ω Cermet Pot
R3	1	71Ω/6W or 35Ω/10W
R4	1	56Ω
R5,6	2	47Ω
RFC	1	0.56µH Delevan
Ls	2	4.5mm source line
Q1	1	MGF-1801/2116
J1	1	N-Male
J2	1	UG-290 BNC
D1	1	5.1V/1W or 5.6V/10W
D2	1	1N4148
L2	1	3t, 3mm ID, 0.3mm Cu, 2mm long (27nH)
L3	1	7t, 4mm ID, 0.3mm Cu, 6mm long (108nh)
Box	1	53x48x26mm TEKO

All parts must be silver plated

Mechanical Parts can be obtained from Luigi Ciaravolo, Tel.: (++39)818474135

a voltage regulator in place of the zener diode. If the preamplifier should oscillate, the device is a 2 watt transmitter; the zener dropping resistor R3 limits Q1 current to a safe value.

Stromversorgung

Es wird nicht empfohlen, statt der Zenerdiode einen Spannungsregler zu benutzen. Dann kann der FET maximal 2W Ausgangsleistung liefern. Der Widerstand R3 begrenzt daher den maximalen Strom auf einen sicheren Wert.

TUNING FOR THE LOWEST NF

Connect the preamplifier to a noise figure meter (like the DJ9BV set of photos 4 and 5) in the usual manner and adjust C1 and R2 for the lowest NF. It should be around 0.24 dB with G=25 dB for the MGF-1801 at I_d=50 mA. The measured input return loss is better than 3 dB. This is not a problem since the preamplifier is antenna mounted.

Abgleich

Der Vorverstärker wird an ein rauschzahlmeßgerät angeschlossen und C1 und R2 werden auf minimale Rauschzahl abgestimmt. Die Eimgangs-Rückflußdämpfung ist besser als 3dB.

IP MEASUREMENTS

A HP 8554-B spectrum analyzer and two oscillators tuned 25 kHz apart were used. Before any measurement the output signal of the oscillators coupler was checked to be sure their IMD should be well down, using a directional coupler. The measurements results for three cavity peamplifiers with 4:1, 1:4 transformer and drain chocke are are listed in Table 1 (see also photo 1 and 2).

IP Messungen

Zwei durch einen Richtkoppler entkoppelte Oszillatoren mit 25KHz Frequenzabstand und ein HP 8554B Spektrumanalysator wurden benutzt, um den IP zu bestimmen. Die Resultate sind in Tabelle 1 zufinden (siehe auch Photo 1 und 2).

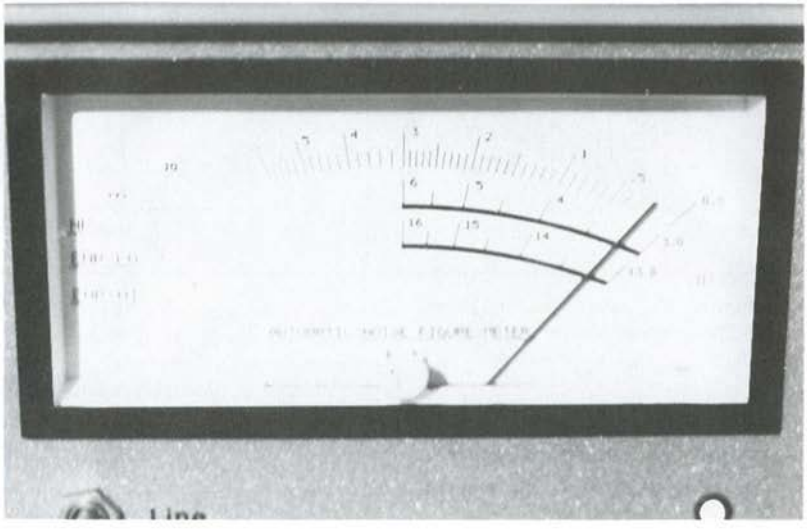
RESULTS ON THE AIR

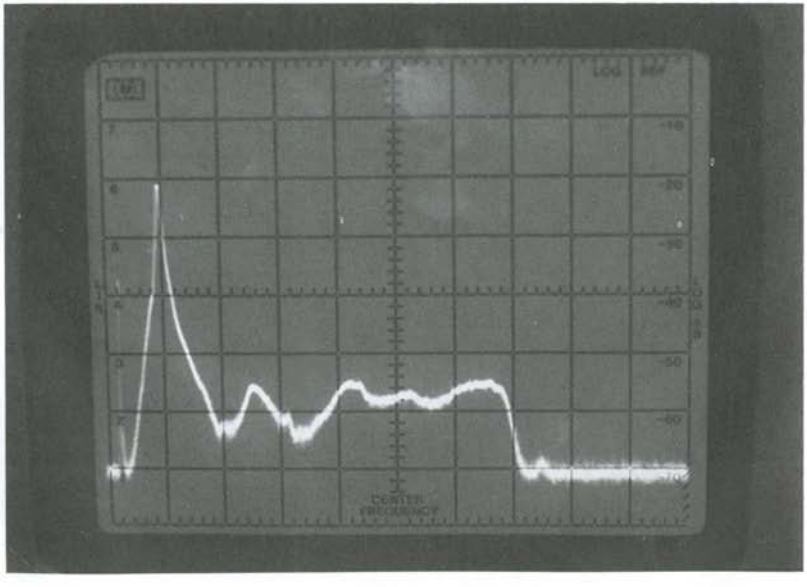
The MGF-1801 equipped design with its high Q input circuit, has provided excellent rejection of out of band signals with a low NF and a high IP3 as well (Photos 8 and 9). Gain compression and blocking from nearby two meter FM stations have been strongly reduced. Such results cannot be obtained with a small signal GaAsFET device and using lumped constant circuits at the input.

Praktische Erfahrungen

Der MGF-1801 zusammen mit dem verlustarmen Eingangskreis sorgt für eine exzellente Selektion und niedrige Rauschzahl sowie einen hohen Inter-

PANFI measuring 0.25dB NF





Frequency response of MGF-2116 Version with diplexer: Up to 1.3GHz no spurious responses or resonances as in the version without diplexer.

Summary of Inrercept Point Measurements

						Output 4:1 Trf			Output 1:4 Trf			Output 1:1 Diplexer		
Device MGF-	Vd [V]	Id [mA]	R1 [Ω]	Ropt [Ω]	NF [dB]	Pin [dBm]	IP [dBm]	G [dB]	Pin [dBm]	IP [dBm]	G [dB]	Pin [dBm]	IP [dBm]	G [dB]
1801	3.9	50	25	48	0.25	-37	-12	23						
1801 (Dipl)	5.1	56	18	64	0.35	-37	-10	22.5	-37	-9	20.5	-37	-5.5	21
2116 (Dipl)	5.6	100	22	41	0.25				-37	-10.5	27	-37	-7	28

zept-Punkt (Fotos 8, 9). Kompression und Blocking durch 2m FM-Stationen sind erheblich geringer als mit Kleinsignal-FET's.

CONCLUSION

Since the input IP of small commercial preamplifiers with MGF-1302 at 10 mA was measured to be only -11 dBm (photo 1), a power GaAsFET preamplifier gives about 5 dB of IP improvement. A preamplifier with MGF-2116, with a NF=0.25 dB, gain=28 dB and IP_3=-7 dBm is nearly the maximum we can obtain from such devices (Photo 2).

Using power GaAs FETs it is rather hard to get better IP than those measured, because even if using an optimum output match, their very high transconductance forces them quickly into current limiting due to the high input voltage step-up required for a low noise figure. FETs are inherently high impedance devices especially on low freqencies.

Power GaAs FETs show a very low NF at 144 MHz; why? Probably, the larger gate of power FET devices for 10 GHZ just works better at VHF since the power FET's have 3000 times as much gate area than the small signal FET's and so a very, very low internally generated noise; but what's really happening has still to be carefully investigated to clarify why power FET's have poor NF at 432 MHz. It seems that the actual 10 GHz Power FET devices are useful only for 144 and 220 MHz.

Schlußbemerkungen

MGF-1302 FET's können nur einen Eingangs-IP von -11dBm erzeugen. Die Leistungs GaAs-FET's ergeben eine Verbesserung von 5dB im IP. Der Absolutwert des IP ist nicht so hoch, wie wir erwartet hatten. Die Ursache liegt in der hohen Ein gangsimepdanz, die eine beträchtliche Transformation des Antennen-Innenwiderstandes erfordert. Die hohe Steilheit bewirkt dann eine frühe Sättigung der in der Stromaussteuerung.

Die niedrige Rauschzahl kann durch die große Gate-Peripherie erklärt werden. Damit wird die Feldstärke im Kristall kleiner und folglich auch der Rauschstrom. Dieser Effekt, der noch nicht genau geklärt ist, wirkt aber nur auf 144 und 220MHz, nicht dagegen auf 432MHz, wo diese Leistungs-FET's schlechter als Kleinleistungs-FET's sind.

REFERENCES

1) Kent Britain, WA5VJB — GaAsFET preamps, Proceedings of the 24th Conference of the Central States VHF Society, ARRL Catalog N° 3266, page 6.

2) Tommy Henderson, WD5AGO — 144 GaAsFET Preamplifier, Proceedings of the 25th Conference of the Central States VHF Society, ARRL Catalog N° 3614,page 35.

3) Domenico Marini, I8CVS — Preamplificatore per 144 MHz a GaAsFET di potenza, Radio Rivista, ARI via Scarlatti 31, I-201424 Milano, page 20.

4) Zack Lau, KH6CP, — Designing Cavity Preamplifiers, QEX February 1993, page 17.